

# *Sviluppo ed Implementazione su DSP di un Algoritmo per l'Elaborazione in Tempo Reale di Segnali Eco, ad Alta Frequenza, per Usi Biomedici*

Alessandra Condoleo

Pisa, 06 giugno 2006

**Introduzione.** L'elaborazione di questa tesi è stata svolta presso il Centro Interdipartimentale E. Piaggio della Facoltà d'Ingegneria dell'Università di Pisa. Essa si inserisce all'interno del progetto europeo denominato *Proetex* (Protection e-textiles: micronanostructured fibre systems for emergency-disaster wear), di cui l'Università di Pisa è partner di lavoro.

Costituiscono l'oggetto della tesi, lo sviluppo e l'implementazione su DSP di un algoritmo per l'elaborazione di segnali eco, ad alta frequenza, per usi biomedici.

Il segnale acquisito nel monitoraggio tramite i sistemi ad alta frequenza, come quelli ad ultrasuoni o come i radar Ultra Wide Band (UWB), riflette l'attività cardiaca e respiratoria; ci siamo proposti di estrarre dal segnale le due componenti ricavando le rispettive frequenze.

Il monitoraggio delle funzioni vitali fornisce un importante contributo in diversi casi, come interventi chirurgici, monitoraggio domestico, monitoraggio Holter o monitoraggio di lavoratori a rischio permettendo un livello di assistenza al paziente più efficace. Un appropriato controllo della persona può consentire in alcune condizioni cliniche di rilevare tempestivamente alterazioni delle funzioni vitali determinate, per esempio, da effetti collaterali dei farmaci, da guasti alle apparecchiature, da alterazioni, da situazioni stressanti o a rischio. Proviamo a pensare all'utilità del monitoraggio dei parametri vitali nel caso di lavoratori a rischio, cioè di persone che durante il loro lavoro si trovano in situazioni di rischio per la propria vita. Il riconoscimento rapido e puntuale di queste situazioni e l'invio immediato di segnali d'allarme può permettere di salvare il lavoratore allertando una squadra di soccorso o informando il soggetto dell'imminenza di una situazione rischiosa in modo che questo possa prendere le opportune precauzioni. Altri esempi efficaci sono il monitoraggio Holter e il monitoraggio domestico; il primo consente la registrazione del tracciato ECG per lunghi periodi (24-48 ore); il secondo si riferisce, di solito, a strumenti che possono essere usati a casa e che acquisiscono alcuni parametri vitali nell'arco della giornata, in modo da rilevare l'andamento generale dello stato di salute. I dati rilevati vengono visualizzati in loco oppure inviati ad appositi centri di ascolto (apposite strutture dove computer ed umani interpretano e valutano i dati ricevuti) i quali, in caso di anomalie, suggeriscono i rimedi da applicare.

In tutto questo contesto diventa fondamentale, di conseguenza, la disponibilità di un dispositivo portatile, non ingombrante, che non renda difficoltosi i movimenti, che rilevi uno o più parametri indicatori della situazione che vogliamo scongiurare, che lavori in tempo reale e che sia capace di inviare segnali di allarme.

Le tecniche di indagine non invasiva attualmente predominanti come quelle ultrasoniche, non sono in grado di soddisfare tutti i requisiti richiesti da un sistema di telemonitoraggio: minimo ingombro, nessun contatto con l'utente e facilità d'uso. Ricordiamo infatti che per effettuare rilevazioni ultrasoniche è necessario interporre un gel tra la sonda ed il corpo per attenuare la variazione di impedenza all'interfaccia aria/corpo, che non sono ancora disponibili dispositivi di tipo wearable e, ancora, che la

misura è a contatto. Sotto questi punti di vista le tecniche ultrasoniche sono poco efficienti rispetto alle potenzialità delle nuove tecniche emergenti, come i radar UWB applicati alla medicina che questa tesi prende in considerazione. Esistono infatti diversi studi che dimostrano la capacità degli UWB di rilevare in modo remoto la frequenza respiratoria e quella cardiaca usando delle tecniche radar ad impulso nella regione delle microonde. Studi preliminari pubblicati già negli anni 70, hanno descritto dei metodi convenzionali con radar a corta portata in grado di monitorare i movimenti del torace e conseguentemente dell'attività respiratoria. Interessanti applicazioni mediche dei radar Ultra Wide Band sono state inizialmente descritte nei campi cardiologico e polmonare e nella clinica otorinolaringoiatrica.

In via di principio, l'impulso radio di un radar Ultra Wide Band è in grado di attraversare il torace umano (senza essere influenzato dai vestiti) così da essere riflesso delle strutture cardiache, più precisamente dalla parete cardiaca. Il segnale ottenuto da un radar Ultra Wide Band puntato al torace di un soggetto è composto da due segnali periodici lentamente variabili: il primo contiene informazioni sui movimenti del cuore e l'altro informazioni sullo spostamento del torace e quindi la frequenza respiratoria.

In conclusione: ciò che rende il radar UWB così strategico e versatile è la possibilità di sondare il movimento degli organi interni del corpo umano senza contatto, a distanza e con grande facilità d'uso e minimo ingombro. Il basso costo, l'alta possibilità di miniaturizzazione e l'emissione elettromagnetica molto bassa di energia sono altre caratteristiche interessanti di tale tecnica.

Dai presupposti precedenti emerge quindi la necessità di disporre di un dispositivo che sia non invasivo e poco ingombrante ma anche dotato di un sistema di elaborazione in grado di effettuare analisi sui fenomeni biologici monitorati in tempo reale. E' per tale motivo che abbiamo scelto di implementare dei filtri e la trasformata di Fourier su un processore DSP (Digital Signal Processor). I filtri permettono di separare le componenti frequenziali dominanti fornendo due segnali che sono indice dell'attività cardiaca uno, e dell'attività respiratoria l'altro. Calcolando la trasformata di Fourier dei segnali abbiamo ricavato le frequenze di interesse. Abbiamo inoltre fatto un confronto fra i possibili tipi di filtri (IIR e FIR) e metodi di progettazione digitale.

Poiché il radar non è a noi ancora fisicamente disponibile, l'algoritmo di elaborazione sviluppato è stato testato su segnali derivanti da un sistema acustico che hanno contenuto informativo simile a quello dei segnali in uscita dal radar che sono in banda base. Entrambi i tipi di segnale presentano due componenti frequenziali dominanti che riflettono l'attività del cuore e del sistema respiratorio. Analisi di sistema preliminari hanno confermato che il segnale proveniente dal radar contiene le stesse informazioni del segnale acustico e che invece vi potrebbe differire nelle componenti frequenziali rumorose che però non costituiscono fonte di informazione.

Poiché l'algoritmo di elaborazione agisce nel dominio della frequenza possiamo concludere che questo tipo di elaborazione potrà essere attuato sul segnale in uscita dal radar; questo presupposto non sarebbe stato accettabile se il dominio fosse stato il tempo.

**Progettazione dei filtri.** L'obiettivo principale è stato quello di elaborare in tempo reale il segnale fornitoci dal radar UWB per estrarre la frequenza cardiaca e quella respiratoria. Il primo passo è stato separare dal segnale le due componenti, cardiaca a circa 1 Hz e respiratoria a circa 0.4 Hz, e per fare ciò sono stati progettati dei filtri digitali. Dopo aver ottenuto i due segnali indice dei rispettivi fenomeni biologici, abbiamo calcolato la loro FFT; abbiamo poi ricavato le frequenze di interesse come quelle rispetto alle quali le due trasformate di Fourier sono massime. Il tutto è stato poi implementato sulla scheda DSK TMDS3200006711E in linguaggio C.

Le frequenze di interesse sono molto vicine,  $\approx 0.4$  e  $\approx 1$ ; per estrarre il segnale respiratorio dal segnale originale abbiamo pensato di filtrare il segnale con un filtro passa basso preservando le frequenze intorno a 0.5 Hz, mentre per estrarre il segnale del cuore abbiamo provato a filtrare il segnale con un filtro prima passa basso e poi passa alto. I due filtri sono stati progettati in maniera tale da selezionare la banda di frequenze compresa fra 0.9 Hz e 2 Hz, che corrispondono rispettivamente a 54 e 120 battiti.

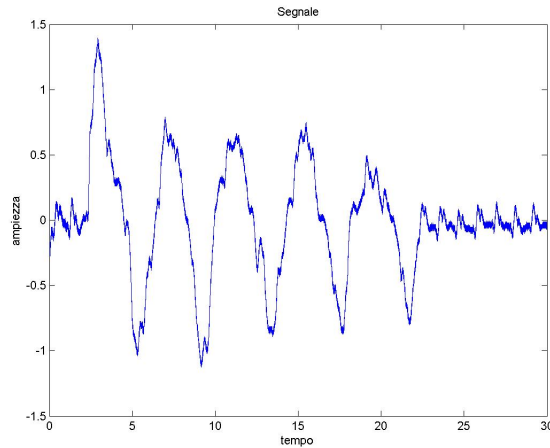


Figura 1: Segnale proveniente da sistema acustico.

Tabella 1: Maschera filtro Passa Basso FIR.

Filtro	Passa basso
Metodo	Equiripple
Sampling frequency	1000 Hz
fp	0.1 Hz
Rp	1 db
fs	0.75 Hz
Rs	5 db
Ordine	684

La figura 1 mostra un tipico segnale derivante dal sistema acustico, su cui abbiamo riportato i nostri risultati; la frequenza di campionamento è pari a 1000 Hz.

Nella prima parte del segnale, quella con periodo maggiore, registriamo sia il respiro che il battito; la seconda parte invece è stata prelevata in condizioni di apnea (e qui solo la componente cardiaca è presente).

Dal segnale abbiamo eliminato la componente continua sottraendo la media dei campioni e successivamente abbiamo progettato i filtri digitali.

In una prima fase abbiamo deciso di progettare filtri di tipo FIR perchè sicuramente stabili e a fase lineare; il metodo di design privilegiato è l'*equiripple* mentre l'ordine è quello più basso che permette di soddisfare le specifiche.

La maschera del filtro passa basso progettato per ricavare il segnale respiratorio è evidenziata in tabella 1.

Si osserva dalla maschera del filtro che la frequenza di taglio della banda proibita,  $f_s$ , è circa 0.75 invece di 0.5, e ciò perchè mettere 0.5 implica un ordine del filtro superiore a quello ottenuto che già di per se è molto elevato; inoltre per diminuire il numero di coefficienti abbiamo scelto una bassa attenuazione in banda proibita  $R_s$ . Si osserverà di seguito che anche se la frequenza di taglio è 0.75 si ottiene ugualmente il risultato desiderato: un tale risultato è dovuto alla prevalente dominanza della componente respiratoria nel segnale.

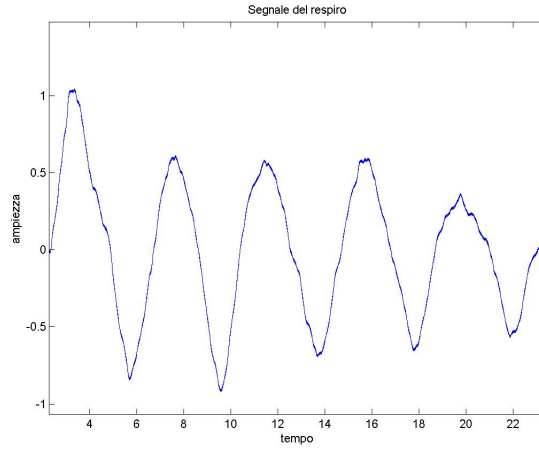


Figura 2: Segnale del respiro.

Tabella 2: Maschere

(a) Maschera filtro Passa Alto FIR.

Filtro	Passa alto
Metodo	Equiripple
Sampling frequency	1000 Hz
fp	2 Hz
Rp	3 db
fs	0.75 Hz
Rs	40 db
Ordine	968

(b) Maschera filtro Passa Basso FIR.

Filtro	Passa basso
Metodo	Equiripple
Sampling frequency	1000 Hz
fp	1.2 Hz
Rp	1 db
fs	2 Hz
Rs	20 db
Ordine	1077

Il segnale filtrato è in figura 2; in questa prima fase i grafici sono stati ricavati con Matlab 6.5.

Paragonando le trasformate di Fourier del segnale originale senza componente continua e del segnale filtrato abbiamo osservato che sono molto simili: le componenti del disturbo e quella del respiro sono infatti molto vicine, quindi il filtro dovrebbe essere molto selettivo; sorge però a questo punto una difficoltà, visto che una selettività maggiore implicherebbe un numero di coefficienti più alto dell'ordine minimo ottenuto, 684, che già di per sé non è un numero accettabile, perché troppo elevato, di coefficienti.

Per ricavare il segnale indice dell'attività del cuore selezionando la banda compresa tra 0.9 Hz ( $\approx 54$  battiti) e 2 Hz ( $\approx 120$  battiti) abbiamo progettato due filtri, uno passa alto ed uno passa basso, le cui maschere sono mostrate nelle tabelle 2(a) e 2(b) rispettivamente.

Il segnale filtrato non è simile al segnale atteso. Questo perché le due frequenze in gioco sono talmente vicine che è davvero difficile riuscire a preservare la banda desiderata escludendo la componente respiratoria a causa della scarsa selettività dei filtri FIR. Osservando infatti le specifiche del filtro passa alto, la banda da selezionare ricade nella zona di transizione del filtro; questa scelta è stata obbligata dalla scarsa selettività dei filtri FIR, infatti se avessimo scelto  $fp = 0.9$  la  $fs$  sarebbe ricaduta intorno allo zero (per mantenere un ordine del filtro più basso possibile) includendo così nella banda di transizione la componente respiratoria.

Facendo una serie di prove, abbiamo osservato che solo dopo una serie di filtri con maschere op-

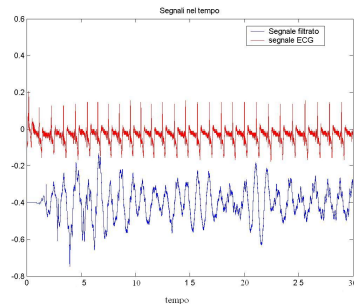


Figura 3: Confronto fra il segnale filtrato e l'ECG.

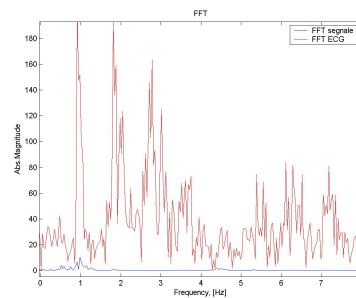


Figura 4: Confronto fra le FFT del segnale filtrato e dell'ECG.

Tabella 3: Maschera filtro passa basso IIR.

Filtro	Passa basso
Tipo	Chebyshev II
Sampling frequency	50 Hz
fp	0.5 Hz
Rp	3 db
fs	0.7 Hz
Rs	40 db
Ordine	7

portune, si riesce ad ottenere il risultato desiderato; questo però è un procedimento poco conveniente perchè i filtri necessari in totale sono cinque e hanno un numero di coefficienti troppo elevato.

Nelle figure 3 e 4 vengono visualizzati il segnale e la sua trasformata di Fourier dopo aver attraversato un banco di filtri composto dai due filtri citati in precedenza, da un filtro elimina banda, da uno passa alto e infine da un passa basso, messi a confronto con un segnale ECG, acquisito simultaneamente per riscontrare i risultati, e la sua trasformata di Fourier.

Si può osservare nella figura 3 come ad ogni picco dell'ECG corrisponda un picco nel segnale filtrato; lo stesso riscontro si ha in figura 4 dove al picco dominante nella FFT dell'ECG ne corrisponde anche uno dominante nella FFT del segnale filtrato.

Anche se il filtraggio FIR porta alla soluzione desiderata, i filtri si sono rilevati scarsamente adatti al nostro scopo a causa della loro bassa selettività e dell'elevato numero di coefficienti; per lo stesso motivo non abbiamo provato a progettare filtri FIR con altri metodi di design e siamo passati alla progettazione di filtri IIR.

Poichè i campioni del segnale verranno processati dal DSP, abbiamo sottocampionato il segnale passando da una frequenza di campionamento di 1000 Hz a 50 Hz per ridurre il numero di campioni; questo ha comportato in fase di progettazione dei filtri un cambio della frequenza di campionamento.

I filtri IIR vengono progettati partendo dai filtri analogici. Tra le varie tipologie di filtri analogici abbiamo scelto quelli di Chebyshev II perchè più selettivi rispetto a quelli di Butterworth e perchè hanno un ripple residuo in banda eliminata piuttosto che in banda passante come quelli del primo tipo; per passare dal dominio S a Z abbiamo utilizzato la trasformazione bilineare.

La maschera del filtro passa basso progettato per estrarre il segnale del respiro si può osservare in tabella 3.

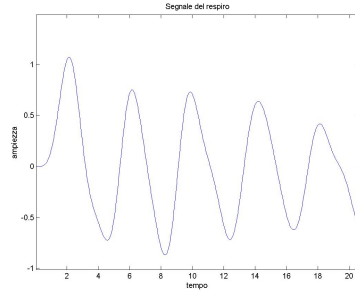


Figura 5: Segnale filtrato con il filtro passa basso IIR.

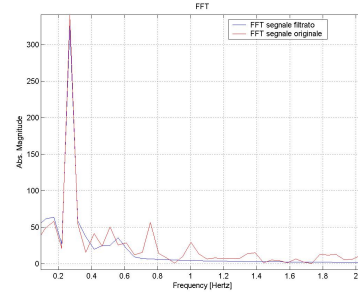


Figura 6: Confronto tra la trasformata di Fourier del segnale filtrato e del segnale originale.

Tabella 4: Maschere

(a) Maschera filtro passa alto IIR.

Filtro	Passa alto
Tipo	Chebyshev II
Sampling frequency	50 Hz
fp	0.9 Hz
Rp	1 db
fs	0.85 Hz
Rs	40 db
Ordine	7

(b) Maschera filtro passa basso IIR.

Filtro	Passa basso
Tipo	Chebyshev I
Sampling frequency	50 Hz
fp	1.7 Hz
Rp	1 db
fs	2 Hz
Rs	40 db
Ordine	11

Si osserva in questo caso come il filtro sia più selettivo rispetto a quello FIR ed abbia un ordine esiguo; di seguito si potrà osservare che anche il risultato fornitoci è migliore.

Nella figura 5 è mostrato il segnale filtrato, mentre in figura 6, è posto in evidenza il paragone tra la trasformata di Fourier del segnale originale campionato a 50 Hz e del segnale filtrato. Si può osservare in figura 6 che le frequenze rumorose presenti nella trasformata del segnale filtrato sono attenuate: e infatti il segnale in figura 5 è molto meno rumoroso.

Da questo confronto concludiamo che il filtro in questione è congeniale al nostro progetto, non solo grazie alle sue caratteristiche filtranti ma anche per l'esiguo numero di coefficienti, o meglio ordine.

Per estrarre il segnale cardiaco abbiamo progettato, come fatto in precedenza con i filtri FIR, un filtro passa alto ed un filtro passa basso. Le maschere dei due filtri sono riportate nelle tabelle 4(a) e 4(b).

Il vantaggio del filtro passa alto IIR rispetto a quello FIR è duplice, non solo il filtro è maggiormente selettivo, ma ci permette, nonostante un ordine basso, di avere un'attenuazione in banda proibita,  $R_s$ , pari a 40 db. Per quanto riguarda il filtro passa basso invece, abbiamo deciso di progettare partendo da un filtro Chebyshev del primo tipo (in maniera tale da non avere ripple in banda stop che desideriamo invece eliminare completamente), con frequenze di taglio  $f_p = 1.7$  e  $f_s = 2$ ; questo perché parte delle frequenze che si trovano nella banda compresa tra 0.9 e 2 creano distorsioni nel segnale. Le frequenze prossime a 2, fatte ricadere in banda di transizione, vengono parzialmente attenuate comportando così un disturbo minore. Sottolineiamo che ai fini del calcolo della frequenza rispetto alla quale è massima la trasformata di Fourier, scegliere frequenze più selettive avrebbe portato allo stesso risultato; la stessa cosa non vale, invece, per il segnale filtrato che sarebbe apparso più rumoroso.

In figura 7 (in blu) si visualizza il segnale filtrato messo a confronto con l'ECG (in rosso) prelevato simultaneamente. Si osserva che in corrispondenza di ogni complesso QRS si ha un picco nel segnale

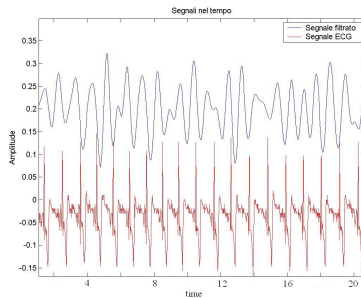


Figura 7: Segnale filtrato con il filtro passa alto e passa basso IIR e segnale ECG.

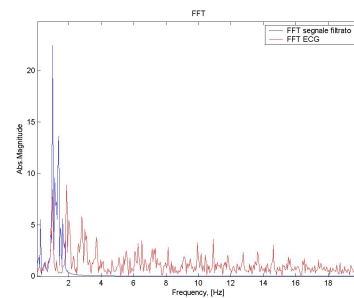


Figura 8: Trasformate di Fourier del segnale filtrato e dell'ECG.

filtrato; infatti osservando le trasformate di Fourier dei due segnali, figura 8, si nota un picco dominante in entrambe le trasformate nella banda di interesse.

I filtri IIR progettati hanno evidenziato ottimi risultati sul nostro segnale. Oltre ad avere le caratteristiche filtranti desiderate hanno infatti un ordine esiguo rispetto ai filtri FIR; questo li rende più adatti al nostro progetto il cui requisito essenziale è un'elaborazione real time del segnale. L'ordine basso ci fa infatti sperare che l'implementazione su DSK si svolgerà in tempi minimi; questa caratteristica verrà testata e chiarita nei paragrafi successivi.

Le frequenze respiratoria e cardiaca, valutate come le frequenze rispetto alle quali le trasformate di Fourier del segnale filtrato sono massime, sono risultate, rispettivamente, pari a "1.0010 Hz" e "0.27 Hz". La frequenza cardiaca calcolata risulta coincidere esattamente con quella del segnale ECG (calcolata nel medesimo modo).

**Implementazione su DSP.** Per l'implementazione su DSK e la visualizzazione dei segnali abbiamo utilizzato il tool di sviluppo *Code Composer Studio 2.0* (CCS); come accennato in precedenza, il linguaggio di programmazione utilizzato è il C. Nel seguito saranno analizzate le problematiche insorte.

Il campione acquisito con il sistema acustico viene mandato al codec della scheda DSK che lo converte in digitale. Il codec campiona però ad una frequenza di  $8KHz$  che implicherebbe un numero di campioni troppo elevato in 20 secondi (tempo minimo necessario per poter effettuare un'analisi sulla frequenza cardiaca e respiratoria). Abbiamo così deciso di sottocampionare il segnale a  $50Hz$  che porta ad avere circa 1500 campioni ogni 30 secondi. Poiché abbiamo scelto di effettuare la FFT con l'algoritmo Radix-2 (scomposizione in frequenza), il numero di campioni che il segnale deve avere per poter effettuarla deve essere una potenza di due: è per tale motivo che il buffer su cui sono stati memorizzati i campioni di ingresso, *samples*, ha una lunghezza pari a 1024. Quando il buffer *samples* è pieno, i suoi dati vengono passati ad un altro buffer su cui si procederà al filtraggio ed al calcolo delle due frequenze, mentre il buffer *samples* ricomincerà ad essere riempito nuovamente; alla fine del suo riempimento si riprenderà con il filtraggio, con un nuovo riempimento e così via. In tal modo ogni 1024 campioni verranno calcolate le due frequenze.

La CPU deve leggere volta per volta il campione sul codec e poi memorizzarlo nel buffer *samples*. Per leggere un campione dal codec ogni volta che quest'ultimo ha finito di convertirlo si utilizza un meccanismo di interrupt di tipo hardware (HWI) generato dalla porta seriale. La porta seriale collega la CPU del DSP al codec permettendo così il trasferimento di dati. L'HWI, mentre il codec converte, va a interrompere l'attività della CPU, che rimane in attesa di leggere. L'interrupt successivo segnala che il codec è pronto a convertire un altro dato; la CPU, quindi, riprende la sua attività leggendo il dato.

Il DSP deve svolgere due compiti: acquisizione con sottocampionamento ed elaborazione (filtraggio

con successivo calcolo delle frequenze). A questo scopo abbiamo deciso di implementare anche degli interrupt di tipo software (Software interrupt, SWI). In realtà l'HWI richiama una routine che deve necessariamente essere breve perché durante la sua esecuzione il DSP non può essere interrotto, e questo può essere un problema nel caso in cui si debbano eseguire più task contemporaneamente come nel nostro caso (acquisizione ed elaborazione). Per ovviare abbiamo creato dei Software Interrupt che hanno priorità minore rispetto agli HWI e che vengono richiamati quando occorre un HWI. In questo modo, quando parte la chiamata alla routine da eseguire, l'HWI fa il minimo delle operazioni, svolgendo la parte più urgente del programma, e delega il resto allo SWI che richiama la routine che esegue l'operazione di lettura del campione.

Quando il buffer dei campioni è pieno viene richiamato un altro SWI che racchiude le istruzioni e le funzioni necessarie per l'elaborazione del segnale (filtraggio, calcolo della trasformata e calcolo delle frequenze).

L'implementazione dei filtri avviene tramite due funzioni che li realizzano con una *struttura a cascata*, dove ogni sezione ha una *struttura diretta del secondo tipo e del secondo ordine*. Poiché il dispositivo utilizzato è *floating point* non sorgono rumori di quantizzazione apprezzabili. Il calcolo della FFT avviene con l'algoritmo *Radix-2* ed il riordinamento della sequenza con il meccanismo del *bit reversed*.

Durante le operazioni di filtraggio viene riempito nuovamente il buffer *samples*; questo permette un enorme vantaggio. La CPU ha una frequenza di lavoro pari a  $150\text{KHz}$  ma nel nostro progetto acquisisce i campioni a  $50\text{Hz}$ . Nel tempo che intercorre tra una acquisizione e l'altra ( $20\text{ms}$ ), può dedicarsi all'elaborazione del segnale, cioè all'esecuzione della funzione che viene richiamata con il secondo SWI. Per verificare la fattibilità della precedente osservazione, abbiamo calcolato il tempo che impiega il DSP per l'elaborazione del buffer dei campioni; questo tempo deve essere necessariamente minore del tempo in cui la CPU rimane in attesa durante la lettura dei 1024 campioni ( $20\text{ms}$  moltiplicati per 1024 ( $\approx 20\text{s}$ )), altrimenti non termina il calcolo delle due frequenze sul vecchio set di campioni cominciando ad elaborare il nuovo blocco (infatti ogni 20 secondi legge i 1024 campioni che dovranno essere processati). Il tempo di esecuzione dell'elaborazione è circa  $0.035\text{s}$ ; questo risultato ha confermato la correttezza dell'implementazione.

Le due frequenze dovranno essere trasferite in digitale sul PC. Per questo motivo abbiamo utilizzato gli oggetti di LOG disponibili sul DSP/Bios; questi implementano la funzione *printf* in real-time passando i valori delle frequenze al PC tramite la porta JTAG e quindi l'emulatore.

Per aumentare le prestazioni del dispositivo abbiamo deciso di configurare la memoria *cache* di secondo livello del DSP per  $32\text{Kb}$  come RAM memorizzando al suo interno le variabili globali del programma. Questo ci permette di aumentare le prestazioni del DSP.

I risultati che in precedenza abbiamo ricavato tramite Matlab sul segnale ottenuto con il sistema acustico, in figura 1, sono congruenti con quelli derivati dall'elaborazione tramite DSP. Infatti, per verificare la corretta implementazione dei filtri, della trasformata di Fourier e del calcolo delle frequenze, abbiamo semplicemente incluso i campioni del segnale come file header nel programma in C, *campioni\_50.h*, e successivamente li abbiamo processati. Nel paragrafo successivo verranno esposte le prove comprendenti l'acquisizione diretta dei campioni con il DSP.

Nelle figure 9 e 10 sono mostrati il segnale del battito cardiaco e del respiro ottenuti dal filtraggio del segnale originale tramite il DSP, mentre nelle figure 11 e 12 le loro trasformate di Fourier. Si può notare anche la finestra di LOG dell'oggetto *LOG0* in cui si possono leggere le frequenze risultanti che sono coincidenti a quelle precedentemente calcolate, a meno di approssimazioni per eccesso.

**Risultati.** L'algoritmo di elaborazione sviluppato e la sua implementazione su DSP sono stati sottoposti a una serie di prove e verifiche, che ci hanno consentito di raccogliere numerose informazioni sulla metodologia d'approccio, e di estrapolare quindi le conclusioni.

Per effettuare alcune prove sperimentali ci siamo avvalsi di un generatore di segnale.



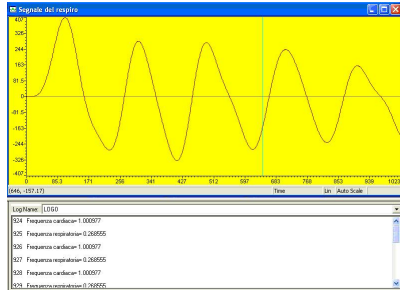


Figura 9: Segnale del respiro ottenuto dal filtraggio tramite DSP.

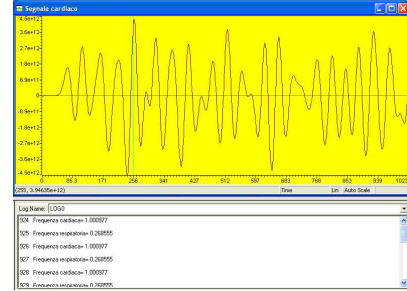


Figura 10: Segnale cardiaco ottenuto dal filtraggio tramite DSP.

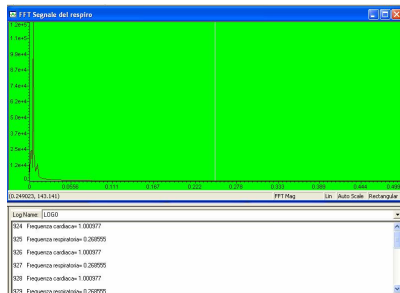


Figura 11: FFT sul segnale di figura 9 tramite DSP.



Figura 12: FFT sul segnale di figura 10 tramite DSP.

Innanzitutto abbiamo testato l'acquisizione con il DSP collegando la scheda DSK al generatore e dando in ingresso segnali periodici con frequenze prestabilite; nelle figure 13 e 14 è possibile osservare due esempi di acquisizione. Abbiamo così verificato la corretta implementazione della sincronizzazione tra lettura e conversione del campione, accertando anche che l'elaborazione parta esattamente dopo il riempimento del buffer di ingresso.

Testata la correttezza dell'acquisizione, abbiamo effettuato una serie di prove, ancora per mezzo del generatore, per verificare le potenzialità dei filtri progettati, dando in ingresso segnali periodici con frequenza variabile negli intervalli  $[0 - 0.5]$  e  $[0.8 - 1.8]$ . In queste condizioni, sinceramente ideali, i filtri hanno mostrato un'ottima capacità filtrante, come conferma l'esito positivo e congruente di tutte le prove effettuate (in ogni prova la frequenza in uscita è risultata pari a quella settata nel generatore e corrispondente a quella respiratoria, se settata nell'intervallo  $[0 - 0.5]$ , o a quella cardiaca, se settata nell'intervallo  $[0.8 - 1.8]$ ). Osservando i due esempi riportati nelle figure, notiamo nella finestra dell'oggetto di Log, *freq\_log*, che la frequenza respiratoria, nella figura 13, e la frequenza cardiaca, nella figura 14, sono uguali a quella del segnale periodico dato in ingresso, che è stato anche acquisito con un oscilloscopio come verifica. Nelle figure 15 e 16 osserviamo i segnali visualizzati sull'oscilloscopio e dei quali viene messa in evidenza la frequenza rispettiva.

Successivamente abbiamo fatto elaborare dal DSP segnali vitali, respiro e battito, acquisiti con il Biopac Student Lab, strumento spesso utilizzato a scopi didattici, per circa 30 secondi. Un esempio dei segnali acquisiti con tale sistema è mostrato in figura 17; esportandoli in file di testo li abbiamo studiati tramite Matlab calcolando la frequenza cardiaca e quella respiratoria che sono risultate rispettivamente pari a 0.2686 Hz e 1.04 Hz. La somma dei due segnali, in figura 18, è stata successivamente inviata al DSP che, elaborandoli, ha fornito i risultati presentati nelle figure 19 e 20. Da queste si verifica che i segnali ottenuti dopo i filtri corrispondono esattamente a quelli acquisiti col Biopac e che le frequenze ricavate dal DSP coincidono con quelle calcolate in precedenza.

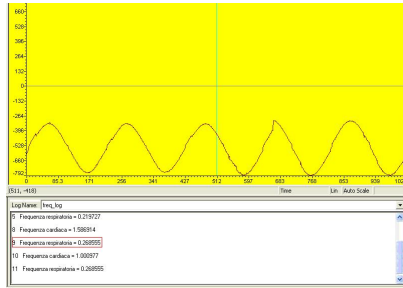


Figura 13: Segnale acquisito dal DSP [1].

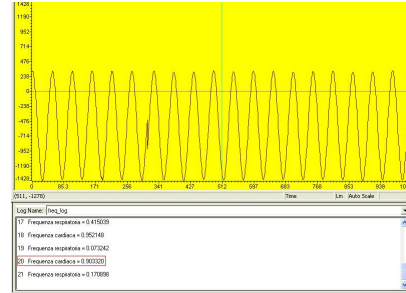


Figura 14: Segnale acquisito dal DSP [2].

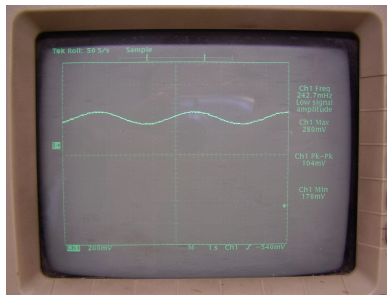


Figura 15: Sinusoide a 242 mHz.

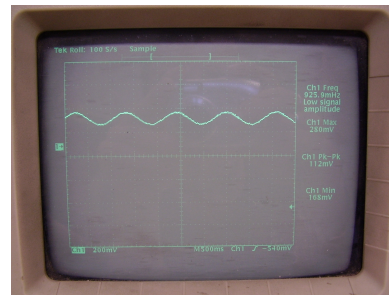


Figura 16: Sinusoide a 925 mHz.

Infine abbiamo testato l'algoritmo acquisendo i segnali derivati sistema acustico; le acquisizioni sono durate circa un minuto ciascuna. Omettendo i grafici, riportiamo in tabella alcuni risultati confrontati con quelli ottenuti sul segnale ECG registrato simultaneamente. La colonna *Diff* esprime la differenza tra la frequenza calcolata dal DSP e quella valutata sul segnale ECG, in HZ, mentre la colonna *Battiti*, esprime tale differenza in termini di battiti.

Acquisizione	Freq. card. da DSP (Hz)	Freq. card. da ECG (Hz)	Diff. (Hz)	Battiti	Freq.resp
1	1.055	0.9833	0.0667	4	0.27
2	0.95	0.9833	-0.0333	-2	0.28
3	0.9833	0.9833	0	0	0.275
4	1.009	1.010	0	0	0.27

Tabella 5: Risultati.

**Conclusioni e sviluppi futuri.** Alla luce di quanto emerso nel nostro lavoro, i filtri IIR si sono dimostrati generalmente migliori (perchè più efficienti in termini di selettività e di ordine) dei filtri FIR, che invece si sono mostrati inadeguati per un possibile e proficuo utilizzo per l'elaborazione di segnali che presentano frequenze dominanti tra loro vicine (come nel caso di segnali che rispecchiano l'attività cardiaca e respiratoria).

Servirsi di un algoritmo sviluppato in frequenza risulta vantaggioso per l'elaborazione dei segnali suddetti; infatti il filtraggio intercetta al meglio la peculiarità dei segnali testati.

Preliminarmente, abbiamo tenuto conto di altre ipotetiche soluzioni, come l'Analisi delle Componenti Indipendenti (ICA), i Filtri Adattivi e la Trasformata Wavelet; la prima metodica richiede almeno

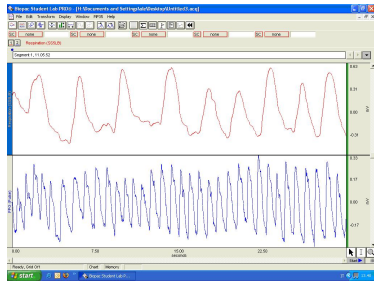


Figura 17: Segnali acquisiti col Biopac.

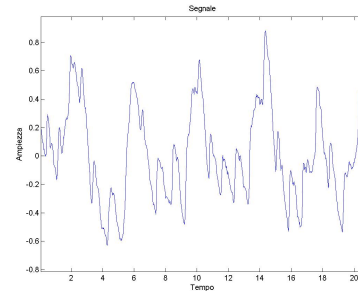


Figura 18: Respiro con battito.

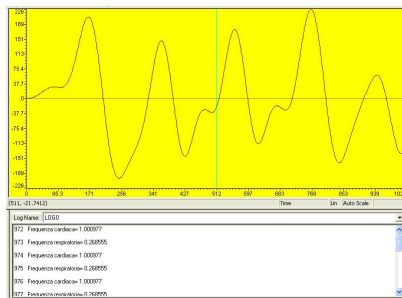


Figura 19: Respiro ottenuto dal DSP.

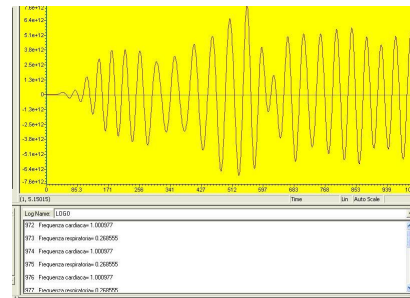


Figura 20: Battito ottenuto dal DSP.

due registrazioni dello stesso fenomeno, nello stesso momento, e questo nel nostro caso richiederebbe l'integrazione di più ricevitori nel radar: è chiaro, quindi, che un'opzione così configurata non sarebbe conveniente a livello di ingombri e costi; la seconda metodica è stata anch'essa scartata perchè comporterebbe l'utilizzo di altri sensori (o dispositivi) che diano informazione sulle componenti rumorose del segnale: è evidente, anche in questo caso, una scarsa congenialità ai nostri scopi (questa bocciatura è strettamente legata alla nostra contingenza, non escludiamo infatti di poterla testare in futuro); per quanto riguarda la terza metodica, questa è stata inizialmente provata sul segnale derivato dal sistema acustico utilizzando il toolbox di Matlab *wavetool*, ma poichè le due frequenze da estrarre sono molto vicine, i livelli di scomposizione Wavelet sarebbero talmente alti da rendere inefficace la metodica stessa; è noto infatti che la scomposizione Wavelet si effettua filtrando ad ogni livello il segnale con un filtro passa basso ed uno passa alto, e sottocampionandolo. Questo avrebbe reso onerosa l'implementazione su DSP.

L'implementazione della tecnica che a questo punto si rendeva più opportuna, cioè il filtraggio IIR, su un Digital Signal Processor ha permesso di elaborare i segnali in tempo reale. Il DSP ha una struttura altamente parallelizzata che permette, al contrario dei microcontrollori, di effettuare in un solo ciclo di clock otto operazioni; questa struttura, infatti, ha consentito il calcolo dei filtri e delle trasformate di Fourier in soli 0.035 secondi per ogni set di 1024 campioni. Ci è parso inoltre, preferibile il DSP di tipo *Floating point* perchè consente di minimizzare gli errori di quantizzazione.

Eventuali sviluppi futuri potrebbero contemplare altre tecniche di elaborazione, come la modellizzazione parabolica o lineare del segnale del respiro, da sottrarre al segnale originale.

Il progetto originale, prevede inoltre l'invio delle frequenze calcolate tramite protocollo wireless ad altri dispositivi simili dotati del modulo wireless. Si profila quindi lo sviluppo di un blocco di condizionamento per il modulo e la sua programmazione.